Tijdschrift van het
Nederlands Radiogenootschap

DEEL 26 No. 3 1961

A survey of physics and technology of high frequency transistors

by W. Edlinger *)

Paper given at the conference of the Nederlands Radiogenootschap in The Hague, on February 17th, 1961

1. Introduction

A remarkable trend of the transistor development and production of the last years has been the successful improvement of transistor performance at high frequencies. Whilst during 5 years, in the early transistor days, it seemed impossible to operate transistors at frequencies sufficiently higher than 1 Mc/s, the rapid improvement of the last years has lead towards operating frequencies of several 100 Mc/s. As a matter of fact, it has been believed for some time, that the transistor would be a useful device for low frequency applications only, the higher frequencies being a domain of thermionic valves. The invention of the so-called 'drift transistor', i.e. transistors with an internal accelerating field, brought an abrupt change to this belief. Latest communications by several laboratories report about operating frequencies as high at 1000 Mc/s and no theoretical limitation with respect to frequency response has been found up to now.

A similar development is going on in the field of small signal switching, and also the high frequency power field is subjected to many recent improvements. It is the aim of this paper, however, to give a survey primarily of the small signal ampli-

*) N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Semiconductor Development Laboratories, Nijmegen, The Netherlands.

fication field, as this field seems to be most stabilized with respect to technologies, at the present moment.

It is obvious from the above mentioned facts, that high frequency transistors are characterized by the presence of an internal field. On the other hand, low frequency transistors do not have any significant internal field, and are based on the carrier movement in the base by means of diffusion only.

So this paper might also be called 'survey of drift transistors' which means a description with respect to the design, whereas the name 'high frequency transistors' is related to the application.

The survey to be given considers mainly germanium transitors, which are almost extensively used for small signal amplification. Only minor technological modifications are necessary for silicon transistors, which are, however, somewhat slower in frequency response due to the lower mobility of charge carriers in silicon.

2. Physics of high frequency transistors

The basic idea of amplification by means of transistors is similar of that of a thermionic valve. It is the control of a current in a high-ohmic circuit by means of a small power applied to a control electrode. Whilst in the case of a thermionic valve, the electron current is transported in high vacuum due to the presence of an electric field, and will be influenced by the potential of a so-called grid, the current transport is completely within a solid state material in the case of transistors. The most common operation mode of transistors is the controlled injection of minority charge carriers by means of a *p-n*-junction and their voltage independent collection by an output electrode, the so-called collector. Besides the fact, that the transistor is a solid state device, there are two major differences with respect to the thermionic valve: For the control of the output current, the transistor needs a certain power, i.e. the input impedance is low, whereas the thermionic valve needs only a voltage. The other difference is the mechanism of the transport of the charge carriers within the device: within a transistor, this transport can be done by diffusion due to a concentration gradient, whereas in a valve, the current is always a proper field current. The first designs of transistors have exclusively used the diffusion transport mechanism. This diffusion, however, is a very slow process and it takes, therefore, a long time

before the charge carriers have moved from the input to the output electrode. This fact needs not to be a restriction in respect to frequency. However, the necessary concentration gradient has to be established and varied in the rhythm of the input signal and this means a variable charge in the base or a large capacitive current. One speaks about a diffusion capacity of a transistor because this capacity arises from the diffusion mechanism.

There are, of course, other capacities present, the most important of which is the collector capacity, which provides a feedback from output to input.

The most important of the inherent resistances is the base resistance, which is the ohmic resistance between the active transistor region and the base connection of the device.

Let us now consider a classic alloy transistor with a base layer of constant resistivity: In order to obtain a good performance at high frequencies, the capacities need to be as small as possible, and this means a very small base thickness (for instance $5\,\mu$) and a small collector area (for instance $\Phi = 150\,\mu$). A very thin base layer, however, is in contradiction with the wish for a low base resistance r_b. If we would increase the conductivity of this base layer, we would also increase the collector capacity and decrease the breakdown voltages.

In these considerations we have even neglected the fact that the collector-base junction has a small but not negligible thickness, which depends of the collector voltage and the conductivity of the base, and which must not touch the emitter.

As shown here, the design of an alloy transistor is a compromise with respect to operating voltage and operating frequency, not to forget the practical difficulties in obtaining very small base widths by the alloying technique. An optimization with respect to frequency leads to a device which is able to operate up to approx. 20 Mc/s.

In 1953, it was proposed by Krömer [1]) and Early [2]), independently from each other, to provide transistors with a base, the conductivity of which being a function of the place. Whilst the main idea of Krömer has been to reduce the diffusion capacity, Early thought primarily of a reduction in collector capacity. The idea, however turned out to be so universal, as to

---

[1]) Krömer, Naturwissenschaften 40, 1953, p. 578.

[2]) Early, Bell STJ 33. 1954, p. 787.

decrease not only the diffusion and collector capacity, but also the base resistance, and to increase the collector breakdown voltage, all of them in a rather unlimited manner.

The practical way is to make the conductivity near the collector very high and near the emitter very low. In doing so, one has obtained a variable concentration of free carriers and thus an internal electrical field, the strength of it depending on the difference between conductivity near emitter to conductivity near the collector, and the base width. This internal field can be in the order of 400 to 2000 V/cm and the action of it is to transport the minority carriers merely by the field and not by diffusion any more. The current through the base is now a field or drift current and there the name 'drift transistor' originates from.

This internal field speeds up the movement of the carriers in their way from emitter to collector. It is evident, however, that the requirement for very small dimensions in the transversal direction remains unchanged.

The practical realization of these ideas is easily possible and will be discussed in a later chapter. At this moment, we will treat some physical properties of these high frequency or drift transistors, primarily with respect to their application.

2.1 *Power gain and stability*

The primar intention for the customer of a transistor is to obtain amplification. The power gain depends, of course, of the circuit used, the frequency, the bandwidth, the stability etc. The customer is able to design a circuit around the transistor if he knows the fourpole parameters of the transistor. The designer of the transistor, however, needs an understanding of how these fourpole parameters depend from the physical structure, i.e. he wants to know the relationship between the dimensions, the conductivity of the base region of the device, and the fourpole parameters.

An useful step towards this relationship is the equivalent circuit of the transistor. This equivalent circuit is a circuit consisting of resistors, capacitors, current and voltage sources etc. which behaves like the transistor. The components of the equivalent circuit should be independent of frequency.

Many equivalent circuits can be established by measurement of the electrical behaviour of a transistor against frequency. The most useful equivalent circuit, however, is one which shows

directly some of the phenomena within the transistor. So the designer prefers to see in the equivalent circuit the base resistance, the collector capacity, the diffusion capacity etc., which he can, in turn, correlate with dimensions, doping levels and so on.

A very simple equivalent circuit has been given by Jochems, Memelink and Tummers [3]) which holds for many high frequency transistors up to reasonable frequencies.

By means of the equivalent circuit, the electrical engineer is able to calculate input and output impedances, fourpole parameters and thus the amplification, stability, and bandwidth of his circuit including the transistor.

For the description of a particular transistor, the power gain under well defined conditions is often used. It is the so-called unilaterized power gain, and that means the power gain when the input and output is matched to optimum amplification and the internal feedback of the transistor is neutralized. In such a case, as it can be shown by means of the equivalent circuit, the power gain is approximately given by

$$P.G. \quad \frac{const.}{f^2\,(C_d + C_e)\,C_c\,r_b\,r_o}$$

where f means the operating frequency, C_d the diffusion capacity, C_e the emitter capacity, C_c the collector capacity, r_b the base resistance, $r_o = \frac{kT}{qI_e}$ the junction resistance, I_e being the emitter biasing current. Whether neutralization is used, is a question of economy. In most radio receivers, the neutralization is too expensive in mass production and then, the power gain which can be obtained under stable conditions, is different. At IF frequencies, it is mostly lower than the unilaterized one. In many cases, for the front end of a receiver, use is made of the internal positive feedback of the transistor in grounded base connection.

In any practical case it is important for the designer, to make the capacities and the base resistance as small as possible, for a high amplification of the device.

2.2 *Noise figure*

The usefulness of an amplifying device is not only given by

---

[3]) Jochems, Memelink and Tummers, Proc. IRE, 46, 1958, p. 1161.

the possibility of a high power gain, but also, if not primarily, by its noise figure. Noise is produced in a transistor in the base resistance, at the *p-n*-junctions and in the base as distribution noise. Van der Ziel[4]) has given, among others, a good survey, in particular about the high frequency noise. One can introduce noise current and noise voltage generators to a noise-free transistor fourpole, or into the equivalent circuit. One can also express the total noise figure in terms of basic transistor properties, such as capacities and base resistance. The exact formula is rather complex and depends among others from the source impedance of the circuit. A rough approximation can be given for high frequencies in the following form

$$NF = 1 + Cf^2 . r_o r_b (C_d + C_e)^2 + \sqrt{[1 + Cf^2 \; r_o r_b \; (C_e + C_d)^2]^2 - 1}$$

C being a constant.
For medium frequencies the noise is approximately inversely proportional to the base resistance r_b.

These formulae are found to be quite correct in practise and so one can develop a transistor to a certain noise requirement.

If one calculates the optimum source impedance for minimum noise and for maximum amplification, one finds that there is little difference. This is quite different from the thermionic valve, where one has, sometimes, a considerable missmatch for either one.

The noise figure is considered by many people to be the most important property of a device like a transistor. As a matter of fact, it turns out, that a transistor with a sufficiently low noise figure has always a power gain of greater than 10 dB, so that the noise figure of the following stage can, in general, be neglected.

2.3 *Envelopes*

Besides good electrical properties, a transistor needs to be such that it can be easily handled, and soldered into the circuit. It is also quite well known, that the transistor surface is sensitive to ambient conditions, especially moisture. The transistor envelope has the double task to provide a hermetic

[4]) van der Ziel, Proc. IRE, 46, 1958, p. 1019.

enclosure of the transistor and to make it easier to handle for the set-maker. Of course, the envelope should not deteriorate the intrinsic electric transistor properties. The problems arise especially with respect to capacity at the output and with respect to lead self inductance at the input. There is a general trend to go to smaller dimensions for all electric components. This facilitates reducing the self inductances of the leads, but makes the capacities of the envelopes larger.

Especially in the high frequency transistor field, a certain standardization has already been obtained by most of the transistor manufacturers. This standardization gives a standard lead arrangement which fits in the commercially available automatic insertion machines.

Whether there will be any coaxial envelopes in the future, depends very much from the intrinsic transistor properties which can easily be obtained. In general, a coaxial package is expensive as such and for the realization of the circuit into which to fit.

3. Technology of high frequency transistors

There are several methods for making high frequency germanium transistors. All of them have one common property, that is the non constant doping level in the base, which can easily be realized by diffusion of donor elements into the solid state germanium at temperatures near the melting point. By means of diffusion techniques, one obtains a donor concentration which is highest at the surface and lower inside the crystal, the distribution being approximately a complementary error function. These diffusion techniques are easy to perform on germanium and are of excellent reproducibility.

We can distinguish between 3 major types of transistors, each correlated with one or more manufacturers.

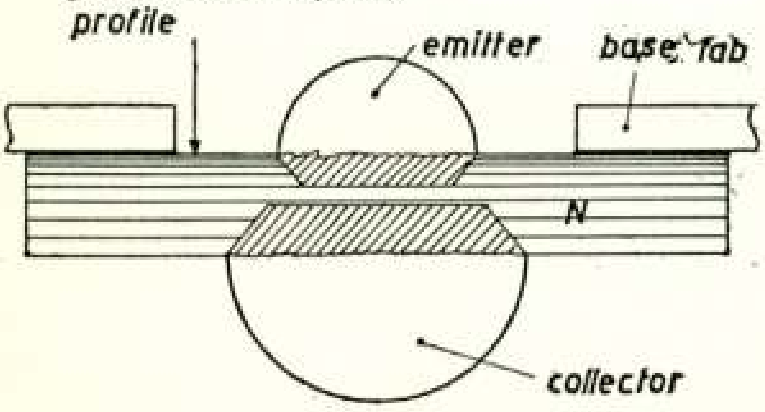


Fig. 1
Construction of Drift transistor (RCA).

3.1 *Drift transistors, type RCA*

The designation drift transistor applies, as a matter of fact, to all high frequency transistors. As the construction to

be described had been the first high frequency transistor on the market, it has become this name and still keeps it, and new designs have chosen other names.

This device consists of a classic alloy transistor, into the wafer of which a variable donor concentration has been diffused before the alloying process (see figure 1). Emitter and collector are alloyed from different sides into the wafer and the base contact consists of an annular tab.

These transistors are nowadays marketed by RCA, Telefunken, Brimar and others.

Philco and their licencees Sprague, CBS, and others, have improved this construction by their special chemical etching and deposition method which permits to make the germanium wafer very thin at the place where emitter and collector are to be electroplated (see figure 2).

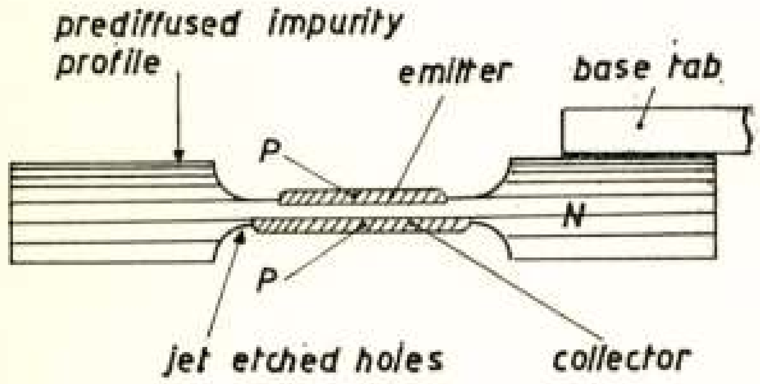


Fig. 2
Drift transistor (Philco)

These constructions have the advantage, that they differ from ordinary alloy transistors only by the use of a different wafer. Thus, these transistors could be produced with the same jigs and machinery as the alloy types. The major disadvantage, however, is the fact that one has to control the base width and even all penetration depths with reference to the prediffused layer, to extreme close tolerances. Only Philco has succeeded to come into the operating region of several hundred Mc/s, because of their special etching technique. The Philco construction, however, has still the fame of being less reliable, with respect to shock and surge currents, than the others, because of the locally very thin crystal. These Philco transistors need for their production a series of rather sophisticated and expensive machinery, but they are alloyed to really close tolerances.

All of these 'drift transistors' have the advantage against the subsequent types, that their collector series resistance is negligible, which is especially useful in switching and large signal applications.

3.2 *Mesa transistors, type Bell*

These transistors are produced by Western Electric, Texas Instruments, Motorola, Siemens, CSF and many others.

The idea of this construction is (see figure 3) that all manufacturing operations come from one side of the wafer. First of all, a n-type skin is diffused into the p-type wafer. Afterwards, an emitter is evaporated and alloyed (or diffused) from the same side of the wafer. Also the base contact is obtained by evaporation. In order to make the collector capacity as small as possible, the transistor is masked, and a table-like construction is etched. From this appearance, the name 'mesa-transistor' has been derived, as they appear very much like the 'mesa-mountains' in the South-West of the U.S.A.

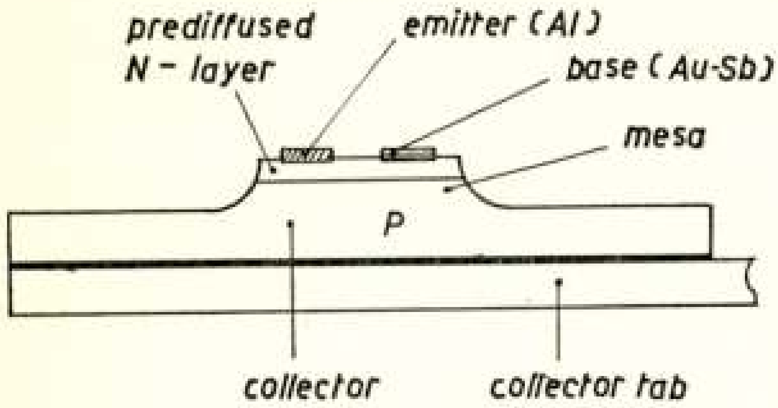


Fig. 3
'Mesa' transistor (Bell).

The contact wires are generally applied by thermocompression bonding, an operation which is rather delicate and is carried out at approximately 350° by locally applying high pressure between the evaporated electrodes and a gold wire.

The ease of fabrication of this type of transistor is still subject of many discussions. The main difficulty seems the very thin recrystallized emitter region and its electrical behaviour, which limits the choice of the base conductivity. An other difficulty is the fact that the base-to-collector junction is only 1 μ or so beneath the surface at which one applies, during thermocompression bonding, locally very high pressures. In theory, however, this structure should be unlimited with respect to size, because extremely small geometries can be obtained by evaporation techniques.

The heat transport away from the collector junction is more favourable in this case than for the drift transistors. The device has got, however, a rather large collector series resistance.

3.3 *Post alloy diffusion transistor*

This construction has first been introduced by Philips [3]). It is a combination of several ideas. All operations are carried out from one side like in the mesa transistor. Dots are used, however, with a considerable penetration into the crystal, from which the base layer is diffused during the alloy diffusion cycle (see figure 4). One dot serves as emitter, the other one

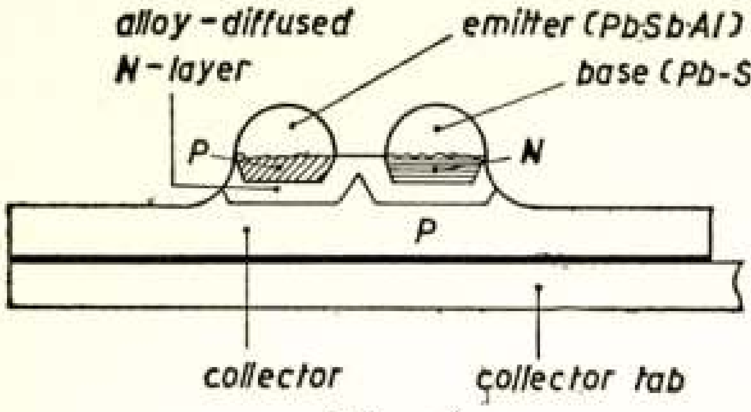


Fig. 4
Post Alloy Diffused transistor (Philips)

as base connection. The advantages of this construction are mainly in the field of easy production. Diffusion and the contacts are made in one step, the wire attachment is easy, because of the relatively large dots, and the base-to-collector junction is far away from the surface. A mesa structure is also etched in order to decrease the collector area. The disadvantage of the high collector series resistance is also present in this structure.

4. Practical results

We have considered the 3 major technologies for high frequency transistors and will discuss now the results obtained in the small signal amplification field.

One typical application is the intermediate frequency amplifier at 10.7 Mc/s. By means of transistors of either of the 3 constructions, gains per stage in the order of 24 db are easily obtainable with the bandwidth and stability required. Historically, the first application was the short wave amplifier, oscillator and mixer. Also this field can be covered with types of all the described technologies. For the oscillator, the phase shift should be low at the highest frequency required in order to get good and constant feedback conditions over the whole frequency range. The noise figure of transistorized short wave receivers is in the order of 4 db.

For 100 Mc/s amplification, oscillator and mixer applications, the existing transistors according to all of the three technologies yield approximately 22 db power gain and 10 db noise figure for a two stage front end. The transistors according to the 'drift transistor' construction of RCA for operation at 100 Mc/s are made according to the Philco etching process rather than the original RCA construction, in order to realize the necessary small junction distance with a high yield. Some suppliers give special guaranties for the phase shift of their transistors at these frequencies, in order to make a self oscillating mixer possible.

For television tuners up to an operating frequency of 240 Mc/s, there are also some transistors on the market, again

according to all of the three technologies mentioned. Noise figures in the order of 6 db can be realized.

Other functions in television receivers can be covered by commercially available high frequency transistors without any difficulty: video amplification, jungle, time bases etc.

Lately, some papers have appeared [5]) describing transistors suitable for use at 1000 Mc/s, made according to the described technologies and having approximately 10 db power gain and 10 db noise figure at 1000 Mc/s.

The construction of transistors for very high frequencies is mainly a matter of handling the very small dimensions required. The emitter dot diameter needs to be approximately 150 μ for 100 Mc/s operating frequency, 75 μ for 200 Mc/s and 35 μ for 1000 Mc/s resp. for drift or alloy diffused transistors. For mesa transistors, it turns out that one needs somewhat smaller dimensions for the same performance, for instance a rectangular emitter of 25 x 50 μ for 200 Mc/s operation.

The mentioned figures show that the small signal, high frequency transistor can compete successfully with the electronic valves with respect to amplification and noise. There are, however, two properties where the transistor might be somewhat worse than the electronic valve, i.e. the capability af handling large signals of the antenna, and distortion or cross modulation.

In the field of large signal high frequency transistors, the situation is still changing rapidly and this is easy to understand: High frequency means small dimensions and high power means large ones. To give a rough idea of what has been obtained in this field, we might say that at 100 Mc/s transistors might deliver an output power of approximately 1 Watt with an efficiency of 50% and an amplification of 10 db. Silicon is superior to germanium because of the possibility of higher junction temperatures without degeneration of performance. The transmitter output applications for low frequencies, where powers are required in the order of kilowatts, will probably not be realized by transistors within the near future.

For the sake of completeness it needs to be mentioned, that in most of the above mentioned fields the development is not finished yet and many types are not available in mass quantities for a cheap price.

---

[5]) Saari et al, 1960 International Solid-State Circuit Conference.

5. Conclusion

Concluding, it might be said, that all high frequency transistors contain an internal field in the base and differ in this respect from the low frequency transistors. Three different technologies are used for the production of these transistors in the case of germanium, all of them leading to approximately the same performance.

The available high frequency transistors are mainly intended for amplification of small signals and their operating frequencies are still increasing. At this moment, frequencies up to 1000 Mc/s seem to be possible.

The properties of these high frequency transistors compare well with those of electronic valves. The advantages of transistors like small dissipation, small volume etc. hold also for high frequency applications. The main problems for the use of transistors seem the small permissible voltage at the input and in some cases the distortion at high frequencies.

The high frequency performance of available transistors is limited by the technological difficulties in handling the necessary very small dimensions.

In the higher hower field, the development is still proceeding very fast and new technologies are likely to be introduced for these applications, mainly using silicon.

Manuscript received March 27, 1961.

De werking en eigenschappen van het vaste-stof thyratron

door O. W. Memelink *)

Voordracht gehouden voor het Nederlands Radiogenootschap op 17 februari 1961.

Summary

An interesting new semiconductor device is the controlled rectifier or *PNPN*-switch, which consists of a silicon crystal in which four regions of different conductivity-*p*- or *n*-type-have been incorporated. The current-voltage characteristics of the controlled rectifier are very similar to those of a conventional gas-filled thyratron.

The device is able to block potentials up to 500 Volts in either direction. Application of an electric pulse to a control electrode brings the device into a state of conduction in which it conducts large currents with a small voltage drop. In the present article the operation of the controlled rectifier is explained and a few examples of its applicability as an electronic switch are mentioned. The controlled rectifier shows much promise for the use in stabilized power supplies, regulation and *DC-AC* converters.

1. Inleiding

De *PNP* en *NPN* lagentransistoren zijn thans volkomen ingeburgerd in de electrotechniek. Betrekkelijk nieuw, doch fundamenteel op dezelfde halfgeleider eigenschappen berustend is het vaste-stof thyratron, ook wel genoemd: *PNPN*-schakelaar of gestuurde gelijkrichter **).

Zoals bekend mag worden verondersteld, vertonen de "conventionele" transistoren, wat hun uitgangskarakteristieken betreft grote overeenkomst met vacuumpentodes. In het volgende zal blijken, dat de stroomspanningskarakteristieken van de gestuurde gelijkrichter veel lijken op die van het gasgevulde thyratron, vandaar de naam vaste-stof thyratron.

---

*) Natuurkundig Laboratorium N.V. Philips, Eindhoven.

**) In de Angelsaksische vakliteratuur bekend onder de namen: trinistor, thyristor, of controlled rectifier.

In dit artikel zullen wij de werking van de gestuurde gelijkrichter bespreken en enige toepassingsmogelijkheden noemen.

2. De werking van de gestuurde gelijkrichter

In fig. 1 hebben we schematisch de opbouw van de gestuurde gelijkrichter of vaste-stof thyratron getekend. Zij bestaat uit een "stapeling" van vier lagen van verschillend geleidingstype in een silicium één kristal. Drie van deze lagen zijn voorzien van contacten, zodat zij electrisch aangesloten kunnen worden. In analogie met het gasgevulde thyratron worden deze contacten: anode-, kathode- en stuurcontact genoemd. In fig. 2 zijn de stroom-spanningskarakteristieken van de gestuurde gelijkrichter weergegeven voor verschillende waarden van de stuurstroom I_s.

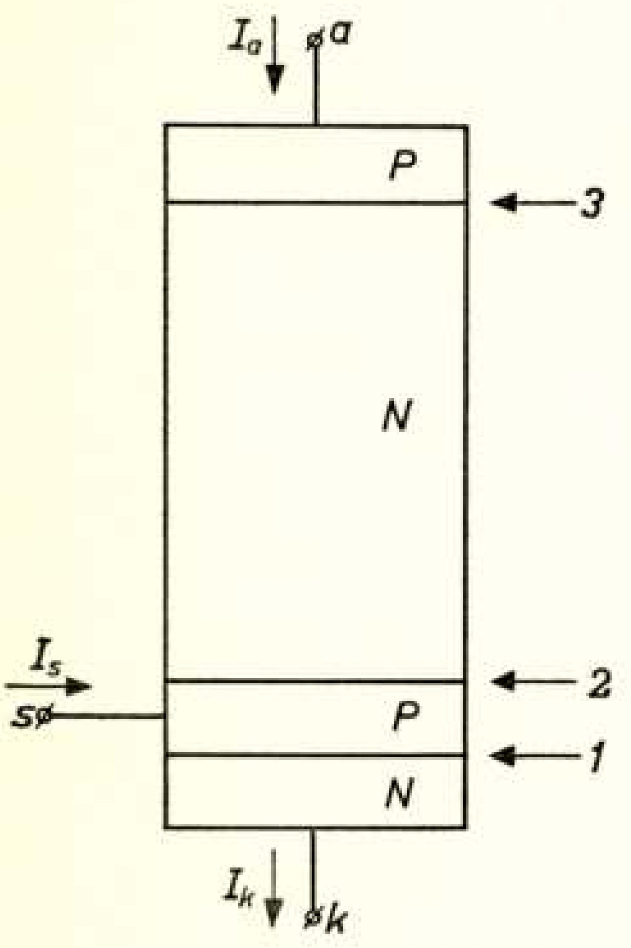


Fig. 1
De schematische opbouw van de gestuurde gelijkrichter.

Indien de stuurstroom nul is blokkeert de $NPNP$-structuur stroom in beide richtingen tot spanningen van enkele honderden Volts. Om dit nader te kunnen verklaren merken we op, dat de gestuurde gelijkrichter opgevat

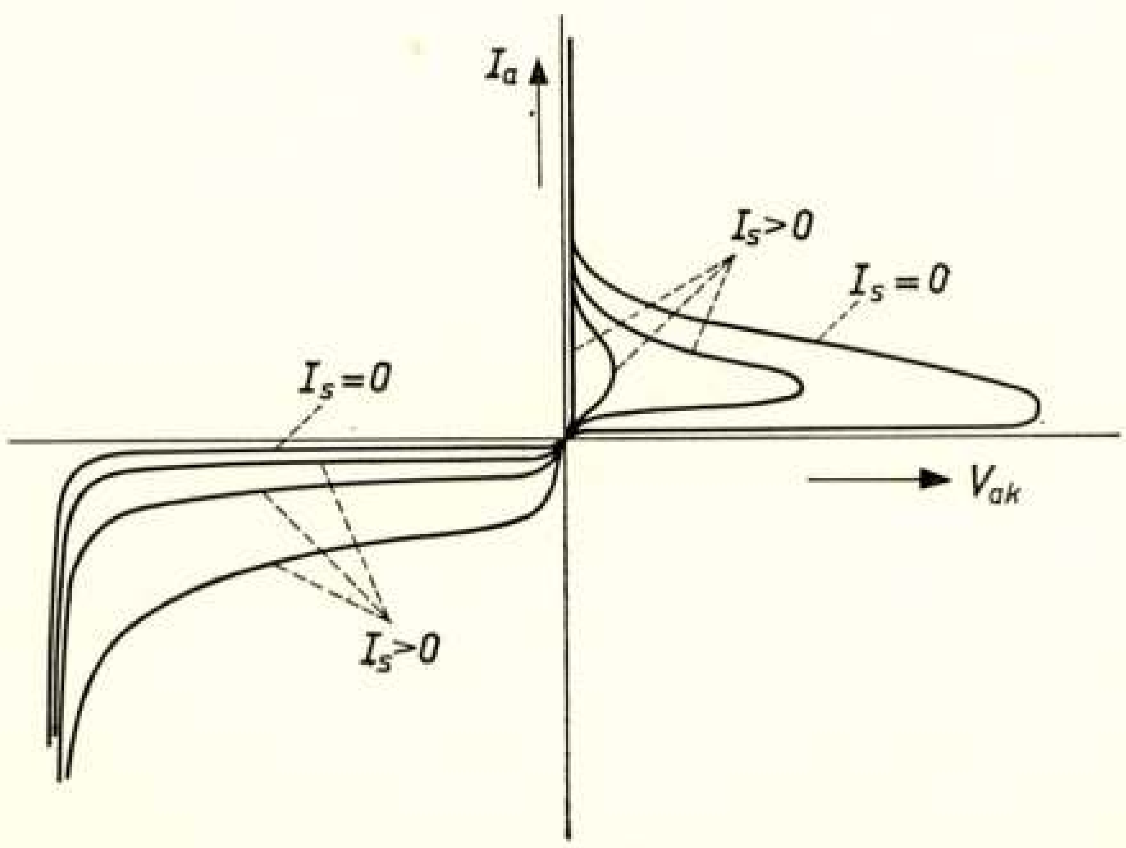


Fig. 2
De stroom-spannings karakteristiekenschaar van de gestuurde gelijkrichter.

kan worden als een serieschakeling van 3 *PN*-diodes, fig. 3.

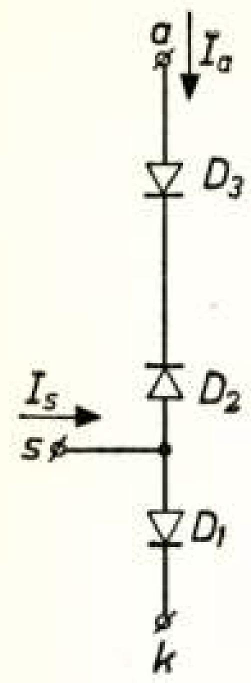


Fig. 3
Een eenvoudig vervangingsschema van de gestuurde gelijkrichter voor het geval, dat $V_{ak} < 0$.

Wanneer V_{ak} negatief is staat de diode D_2 in de voorwaartsrichting, en draagt dan practisch geen spanning. De diodes 1 en 3 staan in de sperrichting, waarbij speciaal de overgang 3, overeenkomend met diode D_3 zo gedimensioneerd is, dat zij een hoge sperspanning kan dragen. Overschrijdt de spanning tussen anode en kathode de doorslagspanning van diode D_3, dan neemt de stroom snel toe op analoge wijze als in een normale halfgeleider diode, die in het doorslaggebied bedreven wordt.

Wordt V_{ak} positief — terwijl $I_s = 0$ blijft — dan zullen de spanningen over D_1, D_2 en D_3 van teken omkeren, D_1 en D_3 komen in de voorwaarts- en D_2 komt in de sperrichting. Het is thans overgang 2 die de aangelegde spanning V_{ak} draagt. Overschrijdt V_{ak} een waarde van enkele honderden Volts, dan neemt I_a weer toe terwijl nu bij deze polarisatie (in tegenstelling met het voorgaande geval $V_{ak} < 0$), de spanning V_{ak}, via een gebied van negatieve differentiaalweerstand, terugvalt op een lage waarde.

De oorzaak van de overgang van een toestand van geringe geleiding naar een toestand van grote geleiding moet gezocht worden in het gecombineerde transistoreffect van de *PNP* en de *NPN* combinatie binnen de *PNPN*-structuur

Wanneer $V_{ak} > 0$, werken de buitenste *PN*-overgangen 1 en 3 (fig. 1) ieder als emitter van resp. het *NPN* en *PNP* gedeelte en de middelste overgang 2 functioneert als gemeenschappelijke collector. De stroom, die de middelste *PN* overgang passeert is gelijk aan

$$I_a = I_d + a_{NPN} I_k + a_{PNP} I_a \qquad \text{(I)}$$

$a_{NPN} I_k$ is de gecollecteerde stroom van het *NPN* gedeelte en $a_{PNP} I_a$ de gecollecteerde stroom van het *PNP* gedeelte. I_d is de stroom over de overgang 2, die ook zou vloeien, indien er geen transistoreffect aanwezig was. M.a.w. I_d kan opgevat worden als de stroom behorend bij diode D_2, waarvan de grootte bepaald wordt door de spanningsval over deze diode. Wanneer $V_{ak} > 0$ is dus I_d de sperstroom van D_2. In fig. 4

hebben wij het gedrag van de gestuurde gelijkrichter weergegeven in een eenvoudig vervangingsschema. De stroom $\alpha_{NPN} I_k + \alpha_{PNP} I_a$ is, zoals te doen gebruikelijk is, voorgesteld door een stroombron parallel aan diode D_2. Indien

$$I_s = 0 \text{ is } I_k = I_a = I_d + (\alpha_{PNP} + \alpha_{NPN})\, I_a \qquad \text{(II)}$$

De stroomversterkingsfactoren α_{NPN} en α_{PNP} zijn niet constant, doch afhankelijk van de waarde I_a. Hieraan liggen verschillende physische mechanismen ten grondslag, waar wij niet nader op in zullen gaan. Bij kleine anodestroom I_a is $\alpha_{NPN} + \alpha_{PNP} << 1$ en zal I_a ongeveer gelijk zijn aan de diodesperstroom I_d. Bij opvoeren van V_{ak} zal I_d op den duur groter worden door een toenemende lek van diode D_2. Dit betekent, dat ook I_a en daarmee $\alpha_{NPN} + \alpha_{PNP}$ toenemen en de stroombron in fig. 4 een steeds grotere fractie van de totale stroom over de middelste overgang zal voeren. Dit effect wordt zo sterk, dat op een gegeven moment de diodestroom I_d weer afneemt, doordat de stroombron van fig. 4 practisch de gehele anodestroom voert. Aangezien de diodestroom I_d direct gekoppeld is met de spanning over de overgang 2 betekent een dalen van I_d een dalen van V_{ak}. De totale anodestroom in dit gebied neemt steeds toe en we kunnen dus spreken van een negatieve differentiaal weerstand. Wanneer de anodestroom zo groot is geworden, dat $\alpha_{NPN} + \alpha_{PNP} = 1$, volgt uit (II), dat $I_d = 0$, m.a.w. de spanning over de middelste overgang is juist nul. Dit gebeurt meestal bij stromen van enkele tientallen milliampères. De spanning V_{ak} over de gestuurde gelijkrichter is nu ongeveer 1 V en bestaat uit de som van de voorwaartsspanningen van de overgangen 1 en 3.

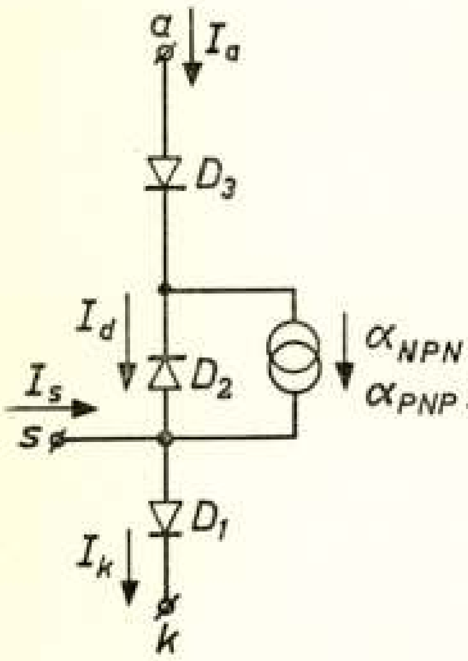


Fig. 4
Een eenvoudig vervangingsschema voor het geval, dat $V_{ak} > 0$.

Verder opvoeren van I_a heeft tot gevolg, dat $\alpha_{NPN} + \alpha_{PNP} > 1$ wordt. Opdat vergelijking (II) nog blijve gelden moet de overgang 2 zich nu in de voorwaartsrichting polariseren, m.a.w. de diode D_2 moet een tegenstroom leveren, zo groot, dat weer aan (II) voldaan wordt. In "transistortaal" zou men hier spreken van een verzadigen (Eng. "bottoming") van de middelste over-

gang. De totale spanning over de gestuurde gelijkrichter is nu gelijk aan de voorwaartsspanning van de overgang 1, die ca. 0,6 Volt bedraagt plus de spanningsval over de twee basisgebieden.

De spanningen over de diodes D_2 en D_3 heffen elkaar nagenoeg op, daar beiden in de voorwaartsrichting zijn gepolariseerd. In de nu beschreven toestand lijkt de gestuurde gelijkrichter veel op een halfgeleider krachtdiode, d.w.z. zij geleidt een grote stroom ten koste van een kleine spanningsval.

Evenals bij de *PN*-diode berust de voorwaarts geleiding van een gestuurde gelijkrichter op recombinatie van geïnjecteerde gaten en electronen, waarbij in het geval van de gestuurde gelijkrichter de recombinatie in de *twee* basisgebieden plaats vindt. Het transport van ladingdragers door de basisgebieden vergt tijd en dit heeft tot gevolg, dat bij snel in- en uitschakelen traagheidseffecten een rol spelen.

Om het beeld eenvoudig te houden, hebben wij voorlopig aangenomen, dat de stuurstroom I_s nul was. Voeren wij een zekere stuurstroom toe (fig. 2), dan blijkt de gestuurde gelijkrichter reeds bij lagere voorwaartsspanningen in te schakelen. De oorzaak hiervan is, dat tengevolge van het toedienen van "basisstroom" aan het *NPN* gedeelte van de gestuurde gelijkrichter de stroom I_a stijgt, a_{NPN} en a_{PNP} toenemen, en het schakelen bij lagere spanning gebeurt. Bij voldoende stuurstroom reduceert de voorwaarts-karakteristiek tot de voorwaarts-karakteristiek van een *PN* gelijkrichter (fig. 2). In het algemeen is dit reeds het geval voor een stuurstroom $I_s = 50\ mA$ bij een spanningsval tussen stuurelectrode en kathode van 1 à 2 *V*.

Tenslotte nog enige opmerkingen over het gedrag van de gestuurde gelijkrichter bij hogere temperaturen. De silicium gestuurde gelijkrichter is bruikbaar tot 125° *C*, in sommige gevallen zelfs tot 150° *C*. Natuurlijk liggen de lekstromen bij deze temperaturen hoger dan bij kamertemperatuur. De maximale blokkeringsspanningen in voorwaarts en tegenrichting veranderen daarentegen niet noemenswaard. Ook blijkt de gelijkrichter makkelijker in te schakelen, d.w.z. minder stuurstroom nodig te hebben bij hogere temperatuur.

De voorwaartsspanning in geleidende toestand en de schakeltijden — waarover wij nog zullen spreken — veranderen niet veel.

3. Het gebruik van de gestuurde gelijkrichter

3.1 *Het inschakelen*

Om het moment van inschakelen zo goed mogelijk vast te leggen, is het gewenst een stap- of pulsvormige stroom aan het stuurcontact toe te voeren. Tussen het moment van stuurstroomtoename en anodestroom toename ligt een tijdsduur van ongeveer 1 μ sec. Dit is de tijd die nodig is om de diode D_1 (fig. 3) te "openen". Door I_s groter te maken wordt de vertragingstijd bekort. Neemt de anodestroom eenmaal merkbaar toe, dan is in ongeveer 1 μ sec. de waarde bereikt, die bepaald wordt door de uitwendige spanningsbron en belasting. Deze stijgtijd wordt bepaald door de looptijd van gaten en electronen in de twee basisgebieden.

Naast de verschillende methodes, voor het verkrijgen van ontsteekpulsen, die ook in de thyratrontechniek toepassing vinden, lenen - wegens de geringe benodigde stuurspanningen - transistorschakelingen zich bijzonder goed voor de ontsteking van gestuurde gelijkrichters. Dikwijls ontwerpt men dan een bistabiele schakeling, die spontaan oscilleert, of uitwendig aangestoten wordt. In dit verband biedt een germanium tunneldiode, gecombineerd met een transistor interessante mogelijkheden. Ook kan een klein type *PNPN*-schakelaar als bistabiele inrichting gebruikt worden.

3.2 *Het uitschakelen van de gestuurde gelijkrichter*

Een gestuurde gelijkrichter, die een stroom groter dan 0,1 *A* geleidt is alleen uit te schakelen door de anodestroom zoveel te verminderen, dat $\alpha_{NPN} + \alpha_{PNP} < 1$ wordt, zodat de anodestroom zich niet langer kan handhaven. In de praktijk wordt dikwijls het circuit met de gestuurde gelijkrichter dusdanig ontworpen, dat de anodestroom spontaan van richting omkeert na een periode van geleiding. Ook kan de gestuurde gelijkrichter uitgeschakeld worden door een tegenstroom van voldoende grootte toe te voeren. Dit kan bijvoorbeeld gebeuren door op het gewenste moment een geladen condensator electrisch met de gelijkrichter te verbinden. De aanleg van een tegenspanning heeft bovendien nog een gunstige invloed op de uitschakeltijd. Zoals we reeds eerder bespraken vindt de voorwaartsgeleiding in gestuurde gelijkrichters plaats door recombinatie van geïnjecteerde ladingdragers in de twee basis gebieden.

Dit betekent, dat hoe groter de voorwaartsstroom is, hoe groter de extra concentraties van ladingdragers in de basisgebieden zullen zijn. Wordt de stroom onderbroken, dan zal enige tijd nodig zijn voordat alle extra ladingdragers door recombinatie verdwenen zijn. Gedurende deze tijd, die te vergelijken is met de deïonisatietijd van een gasgevuld thyratron, kan de gestuurde gelijkrichter geen voorwaartsspanningen groter dan enkele Volts blokkeren, aangezien zij door de aanwezigheid van de extra ladingdragers onmiddelijk weer inschakelt. Wordt inplaats van de anodestroom tot nul te reduceren een tegenspanning aangelegd, dan zal een gedeelte van de "restlading" afgevoerd worden door de tegenstroom. Wanneer deze tegenstroom van dezelfde grootte-orde is als de voorwaartsstroom kan de uitschakeltijd een factor 2 à 3 bekort worden. De uitschakeltijd zonder toepassing van tegenstroom bedraagt 10 à 20 μ sec.

3.3 *Toepassingen van de gestuurde gelijkrichter*

In bijna al die gebieden waar het thyratron emplooi vond, zal de gestuurde gelijkrichter dezelfde taak kunnen verrichten.

Zij heeft daarbij de volgende voordelen:

1. klein van afmetingen, vergelijkbaar met die van een krachtdiode — en robuust.
2. geringe eigen dissipatie — bij 50 *A* is de spanningsval niet groter dan 2 *V*.
3. geringe ontstekingsspanning — 1 à 2 *V*.
4. schakelt snel in en uit.

De maximaal te blokkeren spanningen liggen voorlopig beneden de 1000 *V*, wat in het algemeen lager is, dan voor een gas-gevuld thyratron.

Toepassing begint de gestuurde gelijkrichter te vinden in de volgende vier gebieden:

1. Gestabiliseerde voedingsapparatuur.
2. Regelcircuits voor electrische motoren, verlichting, etc.
3. Omzetters van gelijkspanning in wisselspanning met frequenties van 50 Hz tot 20 kHz.

4. Daar waar korte pulsen van grote stroom en lage repetitiefrequentie nodig zijn: automobielontsteking, puntlassen, etc.

In de drie eerstgenoemde gebieden is het afgegeven vermogen van de schakeling afhankelijk van het type gestuurde gelijkrichter. Voor een 10 *A* — 300 *V* type kan men rekenen op een afgifte van 1 à 2 *kVA* per gestuurde gelijkrichter met een eigen dissipatie van 10 à 20 *W*.

Manuscript ontvangen 21 juni 1961.

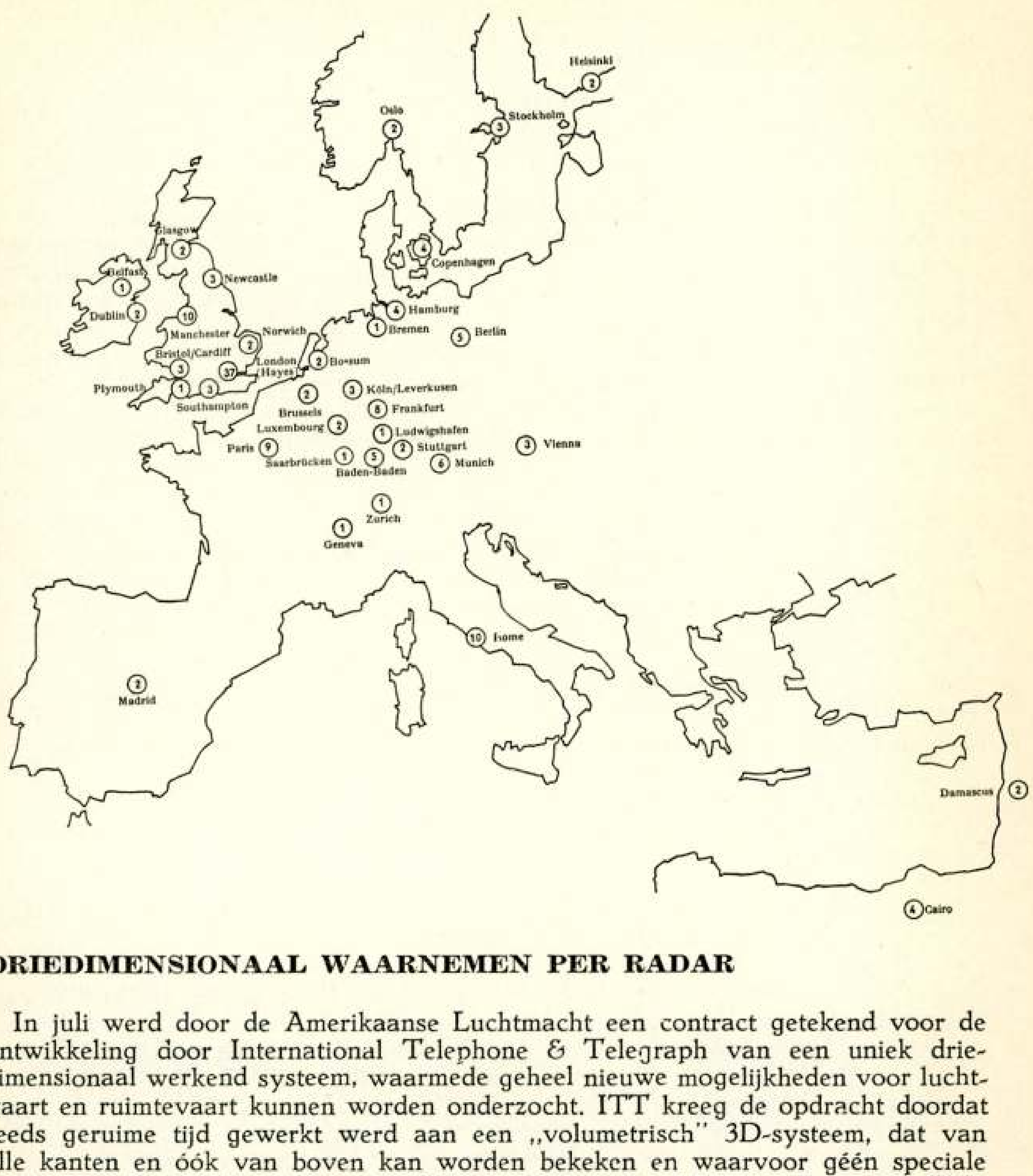
GEOGRAPHICAL LIST OF TV-TAPE INSTALLATIONS

Country Location	Customer	Equipment	
Austria			
625 lines			
Vienna	Oesterreichischer Rundfunk	1 Ampex 2 RCA	
Belgium			
625/819 lines			
Brussels	INR	2 Ampex	*Interswitch 405-525-625-819
Denmark			
625 lines			
Copenhagen	Danmarks Radio	4 Ampex	
Egypt			
625 lines			
Cairo	UAR	4 RCA	
Damascus	UAR	2 RCA	
Finland			
625 lines			
Helsinki	Yleisradio	2 Ampex	
France			
819 lines			
Paris	RTF	6 Ampex 1 RCA	Interswitch 405-525-625-819 Research
Paris	Intercontinental Television	2 Ampex	Mobile 525 lines
Germany			
625 lines			
Baden-Baden	Südwestfunk	5 Ampex	1 mobile
Berlin	Sender Freies Berlin	3 Ampex	
	CCC Film	1 RCA	mobile
	Berliner Tages-zeitungen	1 Ampex	
Bremen	Radio Bremen	1 Ampex	
Cologne	Westdeutscher RF	2 Ampex 4 RCA	 2 mobile
Frankfurt	Hessischer RF	3 Ampex	
	Freies Fernsehen	5 Ampex	3 mobile
Hamburg	Norddeutscher RF	4 Ampex	405-525-625
Ludwigshafen	BASF	1 Ampex	Tape production
Leverkusen	Agfa	1 Ampex	Tape production
Munich	IRT	1 Ampex	Research
	RIVA-Film	2 Ampex 1 RCA	
	Bayerischer RF	2 Ampex	
Saarbrücken	Europäischer RF	1 Ampex	to be installed
	Saarländischer RF	1 Ampex	
Holland			
625 lines			
Bussum	NTS	2 Ampex	to be installed
Italy			
625 lines			
Rome	RAI	10 Ampex	Interswitch 405-525-625-819
Luxembourg			
625/819 lines			
Luxembourg	Télé-Luxembourg	2 Ampex	Interswitch 405-525-625-819

Country Location	Customer	Equipment	
Norway			
625 lines			
Oslo	Norsk Rikskring-kasting	2 RCA	
Spain			
625 lines			
Madrid	Televisione Espanola	2 Ampex	
Sweden			
625 lines			
Stockholm	Sveriges Radio	3 Ampex	
Switzerland			
625 lines			
Zürich	Schweizerisches Fernsehen	1 Ampex	
Geneva	Télévision Suisse	1 Ampex	
United Kingdom			
405 lines			
Belfast	Ulster TV	1 Ampex	
Bristol	TWW	1 Ampex	mobile, Interswitch 405-525-625
Cardiff	TWW	2 Ampex	
Glasgow	Scottish TV	2 Ampex	
Hayes, Middlesex	E.M.I.	1 Ampex	Tape production
London area	ABC Television	2 Ampex	1 mobile, Interswitch 405-525-625-819
		1 RCA	to be installed
	Alpha TV	6 Ampex	Interswitch 405-525-625
	Assoc. Rediffusion	6 Ampex	1 mobile, Interswich 405-525-625
	Assoc. Television	3 Ampex	1 mobile Interswitch 405-525-625
	BBC	14 Ampex	3 mobile, Interswitch 405-525-625-819-2 to be installed
	Granada TV	2 Ampex	
	Ministry of Aviation	1 Ampex	closed circuit
	Zonal Films	1 Ampex	Tape production
Manchester	ABC Television	1 Ampex	
	Granada TV	9 Ampex	1 mobile, multistandard 405-525-625
Newcaste	Tyne-Tees TV	3 Ampex	1 mobile
Norwich	Anglia TV	2 Ampex	
Plymouth	Westward TV	1 RCA	
Southampton	Southern TV	3 Ampex	1 mobile to be installed
Eire			
Dublin	Radio Eirann	2 Ampex	1 mobile, Interswitch 405-525-625-819.-to be installed
Total number of VTR's in Europe		152	

*TM Ampex Corp.

MAP OF TV-TAPE FACILITIES IN EUROPE



DRIEDIMENSIONAAL WAARNEMEN PER RADAR

In juli werd door de Amerikaanse Luchtmacht een contract getekend voor de ontwikkeling door International Telephone & Telegraph van een uniek driedimensionaal werkend systeem, waarmede geheel nieuwe mogelijkheden voor luchtvaart en ruimtevaart kunnen worden onderzocht. ITT kreeg de opdracht doordat reeds geruime tijd gewerkt werd aan een „volumetrisch" 3D-systeem, dat van alle kanten en óók van boven kan worden bekeken en waarvoor géén speciale stereoscopische brillen nodig zijn. Het systeem is speciaal bedoeld voor de U.S. Air Force — hoewel ook andere toepassingsmogelijkheden denkbaar zijn — die de toepassing in bemande vaartuigen bestudeert. Verwacht wordt, dat grote mogelijkheden aanwezig zullen zijn voor de luchtverkeersbeveiliging, het opsporen en geleiden van raketten en andere ruimtevaartuigen, duikbootbestrijding en vele aanverwante gebieden.

Het systeem ($\pm$ 1/30 m^3 inhoud) is onlangs voor hoge autoriteiten in Washington gedemonstreerd. Binnen in een doorzichtige cilindrische plastic huls draait een lichtgevend scherm om een verticale as bij een constante snelheid waardoor het scherm onzichtbaar lijkt.

Wanneer lichtpuntjes — vliegtuigen of andere soorten vaartuigen — op het draaiende scherm worden geprojecteerd, schijnen zij in de cilinder te zweven. De besturing van de lichtpunten vindt plaats door 3D-Radar of informatieverwerkende systemen.

Een fijn lijnenspel kan eveneens in het systeem worden geïntroduceerd waardoor de plaats van de objecten nauwkeurig kan worden bepaald. Ook is het mogelijk elk lichtpuntje in een andere kleur te projecteren.

SAMENWERKING TUSSEN EUROPESE COMPUTERFABRIKANTEN

Men bericht ons de oprichting van de European Computer Manufacturers Association ECMA. Het secretariaat is in Genève gevestigd.

Leden van de Vereniging zijn ondernemingen in Europa, welke digitale informatieverwerkende machines voor zakelijke, technische, wetenschappelijke en overeenkomstige doeleinden ontwikkelen, vervaardigen en op de markt brengen.

De Vereniging beoogt de standaardisering te bevorderen op het gebied van informatieverwerking in het belang van de gebruikers van de in aanmerking komende apparatuur, van het publiek en van de fabrikanten zelf. Haar voornaamste doelstelling is in nauw contact met nationale en internationale organisaties op het gebied van de standaardisering de samenwerking in de eigen bedrijfstak te stimuleren, teneinde de Europese fabrikanten in staat te stellen, tegen lagere prijzen betere produkten te leveren en betere diensten te verlenen. Men wil dit bereiken door systemen en apparatuur op elkaar af te stemmen, door gemeenschappelijke programmeertalen te ontwikkelen en door verdere in aanmerking komende activiteiten.

Deze standaardisering zal de grondslag bieden voor directe overbrenging van informatie uit een informatieverwerkend systeem naar een ander, voor het gemakkelijk gebruik van verschillende installaties voor dezelfde werkzaamheden en voor de beperking van het programmeerwerk bij toepassing van apparatuur vervaardigd door leden van de Vereniging.

Drie technische werkgroepen zijn reeds in het leven geroepen. Zij houden zich bezig met

a. codes voor de weergave van letters, cijfers en tekens bij de in- en uitvoer van informatie in en uit de computer,
b. gemeenschappelijke programmeertalen,
c. weergave van informatieverwerkende processen in de vorm van diagrammen en symbolen.

Een vierde werkgroep bevindt zich in oprichting. Zij zal zich met het machinale lezen van normaal schrift bezighouden.

Als eerste voorzitter van de ECMA treedt de Heer C. G. Holland-Martin, (Research Director International Computers and Tabulators Ltd.) op. Plaatsvervangend voorzitter is de Heer M. P. Dreyfus, (Compagnie des Machines Bull) en penningmeester is de Heer M. R. Pedretti, (I. B. M. World Trade Europa Co., Frankrijk).

NIEUWE SEININDUSTRIE VOOR DE SPOORWEGEN

In Den Haag is onlangs een nieuwe onderneming, de „ALGEMENE SEIN INDUSTRIE N.V." te 's-Gravenhage gesticht door GENERAL RAILWAY SIGNAL COMPANY, Rochester (N.Y.) en de NEDERLANDSCHE STANDARD ELECTRIC MIJ. N.V. te 's-Gravenhage.

De GRS is één der oudste Amerikaanse ondernemingen, die werkzaam is op het gebied van spoorwegbeveiliging en hier pionierswerk heeft verricht, o.a. door de ontwikkeling van het A.P.B.-system — Absolute Permissive Block system — waardoor treinen op een enkel-sporig baanvak volledig beveiligd kunnen rijden.
Een andere, zeer belangrijke, vinding van de GRS is het C.T.C.-system- — Centralised Traffic Control system — dat het mogelijk maakt het verkeer over gehele baanvakken resp. districten van *uit één punt te regelen*. Het C.T.C.-systeem is sinds de dertiger jaren op vele trajecten in Amerika toegepast. De modernste GRS versie van dit systeem is reeds enige tijd in bedrijf bij de Ned. Spoorwegen.

Naast de ontwikkeling van bovengenoemde systemen heeft de GRS ook baanbrekend werk verricht ter verhoging van de efficiency op het rangeeremplacement. Het toenemende personeelsgebrek en het hoofdzakelijk in de nacht plaatsvindende rangeren plaatst de spoorwegdirecties voor grote moeilijkheden. GRS ontwikkelde een rangeersysteem, waardoor goederenwagens op rangeeremplacementen automatisch worden gesorteerd en afgeremd.

Een 15-tal dezer unieke GRS-rangeersystemen zijn thans in bedrijf, waarbij het belangrijkste probleem — zodanig afremmen, dat de wagens met een niet te hoge snelheid tegen elkaar lopen — op zeer effectieve wijze is opgelost. Hierbij wordt o.a. gebruik gemaakt van radar en elektro-mechanische, door rekenmachines gestuurde railremmen.

Het kantoor van de ASI is gevestigd Leyweg 934, 's-Gravenhage.

NIEUWE FREQUENTIES VOOR NEDERLAND

Op de van 26 mei tot 23 juni j.l. te Stockholm gehouden conferentie voor omroep op meter- en decimeter golven, heeft Nederland de nodige frequenties verkregen om te zijner tijd te kunnen overgaan tot het uitzenden van een derde FM-omroepprogramma in band II (87,5 — 100 MHz) en van een tweede en derde televisieprogramma in de banden IV en V (470 — 940 MHz).

De conferentie had ten doel te voorzien in de behoeften der Europese landen aan frequenties voor FM-omroep en televisie voor de komende 10 à 15 jaren.

BOEKBESPREKING

Operatorenrechnung mit Anwendungen auf technische Probleme, von dr. ir. J. P. Schouten. Springer Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg, 1961. 224 pag., 128 fig.

Puttend uit een veeljarige ondervinding met het doceren van de operatorenrekening op zijn colleges in Delft heeft prof. Schouten in dit boek zijn didactische ervaringen en wetenschappelijke resultaten samengebracht. Hierdoor is een grondig leerboek over operatorenrekening ontstaan, waarin naast vele voorbeelden veel aandacht aan de theorie is besteed.

Het werk behoort beslist niet tot die inleidende boeken welke met het geven van de rekenregels en een weinig van de wiskundige achtergrond de lezer juist zoveel willen bijbrengen dat hij de operatorenrekening op zijn eigen problemen zou kunnen toepassen; anderzijds vormt de mathematische rechtvaardiging van de operatorische methoden hier evenmin de hoofdschotel. (Het onlangs in dit tijdschrift besproken boekje van W. D. Day zou ik enigszins tot de eerste, een uitvoerig werk als dat van G. Doetsch tot de laatste kategorie willen rekenen.)

Hoe Schouten's werk hiertussen het midden houdt moge enigszins uit een opgave van de verschillende hoofdstukken blijken:

I. Begründung der Operatorenrechnung mittels Impulsfunktionen
II. Begründung der Operatorenrechnung mittels der Laplace-Transformation
III. Vorgänge beim Einschalten von Quellen mit periodischen Ströme oder Spannungen
IV. Transversalwellen längs elektrischer Doppelleitungen
V. Eindeutigkeit der Transformation zum t-Bereich
VI. Das komplexe Umkehrintegral
VII. Weiterer Ausbau der Theorie und das Transformieren einiger speziellen Funktionen
VIII. Asymptotische Entwicklungen
IX. Einschaltvorgänge in Kettenleitern
X. Einschaltvorgänge in induktionsfreien Kabeln
XI. Eine Auswahl besonderer Probleme

De stof wordt voorafgegaan door een aardige historische inleiding en gevolgd door een literatuurlijst, een tabel met regels en correspondenties en een register.

In het bijzonder heeft mij de methode getroffen om van de reactie op een excitatie welke op een zeker moment inzet en daarna periodiek herhaald wordt, de gedaante van het periodieke stuk te bepalen (Hoofdstuk III § 3). Deze methode was ik nog in geen enkel boek tegengekomen.

De inleiding in Hoofdstuk I, die enigszins de gedachtengang van Heaviside wil volgen heeft daardoor een minder overtuigend karakter gekregen; een invoering zoals in Van der Pol's eerste artikel (Phil. Mag. 1929) zou m.i. de voorkeur verdienen.

De late behandeling van de complexe omkeerintegraal (pas in de 2e helft, Hoofdstuk VI) vind ik jammer. Een der nuttigste formules van de operatorenrekening blijft daardoor wellicht voor de niet-doorbijtende lezers verborgen. Als oud-leerling van Van der Pol zou het gebruik van de tweezijdige Laplace integraal mij liever zijn, al moet worden toegegeven dat dit voor de hier behandelde voorbeelden niet veel verschil zou maken. De literatuurvermelding bij de behandeling van open- en dichtgaande schakelaars, is wat onvolledig. De besproken methode wordt zowel toegeschreven aan Thévenin (1883) als aan Helmholtz (1853) en werd door verschillende auteurs gebruikt (Bijv. Barnes & Gardner, Transients in Linear Systems, 1942, p. 202; Freeman, A Note on Helmholtz Make-and-Break Theorem, Phil. Mag. 1945, p. 541.)

De toepassingen op lange leidingen en kabels beslaan ongeveer tweemaal het aantal blz. der andere netwerk-voorbeelden waardoor het boek voor lezers met dit vakgebied wellicht nog extra waarde krijgt.

Al met al kan ik dit gedegen, maar goed leesbare boek van Prof. Schouten met genoegen aanbevelen voor ieder die de operatoren rekening enigszins grondig wenst te bestuderen.

W. N.

Uit het Nederlands Radiogenootschap

EXAMENCOMMISSIE

De schriftelijke en mondelinge examens voor Radiomonteur en Radiotechnicus (NAJAAR 1961) worden gehouden op:

SCHRIFTELIJK

Radiomonteur	9 oktober 1961
Radiotechnicus	16 oktober 1961

MONDELING

Radiomonteur	Radiotechnicus
20 november 1961	27 november 1961
21 november 1961	28 november 1961
7 december 1961	14 december 1961
8 december 1961	15 december 1961
18 december 1961	19 december 1961

(eventuele wijzigingen voorbehouden)

De examens worden afgenomen in het gebouw „Haagse Dierentuin", Koningskade 3 te 's-Gravenhage, aanvang 9 uur.

NIEUWE ADRESSEN VAN LEDEN

H. Kok, 1e Wilakkerstraat 29, Eindhoven.
Ir. G. R. Kunnen, Willibrorduslaan 13, Valkenswaard.
Ir. C. J. Pluygers, Laan van Meerdervoort 1066, Den Haag.
Ir. E. E. P. Poelman, Bernard Zweerslaan 11, Voorschoten
Ir. J. P. M. Schalkwijk, van Alkemadelaan 73, Den Haag.
Ir. T. M. Schuringa, Oude Amersfoortseweg 315, Hilversum.
Ir. C. Wit, Jasmijnlaan 3, Pijnacker.

Afkorting voornaam van Ir. T. Q. Bennebroek wijzigen in Ir. Th. Q. Bennebroek, Fazantplein 4, Den Haag.

Ir. J. F. Carrière, Pontificia Universidad Javeriana, Facultad de Ingenieria Electronica, Apartado Aérea 5315, Bogotá, COLOMBIA.